

## Электроника СВЧ

УДК 621.373.5

Оригинальная статья

<https://doi.org/10.32603/1993-8985-2019-22-6-64-74>

### Малошумящий перестраиваемый автогенератор со связанными микрополосковыми линиями передач разной длины

А. В. Баранов✉

АО «НПП "Салют"», Нижний Новгород, Россия

✉ [baranov.micros@yandex.ru](mailto:baranov.micros@yandex.ru)

#### Аннотация

**Введение.** В генераторах, управляемых напряжением (ГУН), для уменьшения фазовых шумов часто используются связанные двух- или трехпроводные микрополосковые линии (МПЛ) передач. К сожалению, фазовые шумы известных ГУН не оптимизировались в зависимости от длин связи отрезков трехпроводной МПЛ.

**Цель работы.** Для трехпроводной связанной микрополосковой структуры поставлена задача поиска оптимальных длин ее отрезков, которые соответствуют пониженным уровням фазовых шумов выбранного ГУН.

**Материалы и методы.** На примере описанного ГУН изучается работа модели его резонатора с тремя электромагнитно-связанными МПЛ, где вторая линия от первой, а третья от второй линии отличаются на одну и ту же физическую длину и где ширины первой и третьей линий и их зазоры связи со второй линией одинаковы. В рассматриваемой трехпроводной линии с одной стороны реализованы режимы короткого замыкания с общей шиной, а с другой на выводах первой и третьей линий – режимы холостого хода. Свободный вывод второй линии является входом линии.

**Результаты.** Получены основные формулы для расчета частото задающих элементов рассматриваемого ГУН и параметров выбранной модели резонатора. С их помощью дана оценка входных сопротивлений базовых контуров для двух типов ГУН с трехсвязанными линиями одинаковой и разной длины, а также для ГУН, использующего двухсвязную МПЛ. По сравнению с ними предлагаемый ГУН вблизи оптимальной разницы в длинах отрезков трехпроводной линии обладает в 2–4 раза большей крутизной фазовой характеристики входного сопротивления, а также в 4–10 раз меньшей шириной графиков его модулей.

**Заключение.** По сравнению с известными устройствами в разработанном генераторе с рассчитанными длинами связи отрезков выбранной трехпроводной линии экспериментально подтверждена возможность получения меньших на 6...10 дБ/Гц уровней фазовых шумов.

**Ключевые слова:** управляемый напряжением генератор, трехсвязная микрополосковая линия, длины связанных линий

**Для цитирования:** Баранов А. В. Малошумящий перестраиваемый автогенератор со связанными микрополосковыми линиями передач разной длины // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2019. Т. 22, № 6. С. 64–74. doi: 10.32603/1993-8985-2019-22-6-64-74

**Конфликт интересов.** Автор заявляет об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 27.08.2019; принята к публикации после рецензирования 15.10.2019; опубликована онлайн 30.12.2019

© Баранов А. В., 2019



## Low-Noise Voltage Controlled Oscillator with Coupled Microstrip Lines of Different Lengths

Aleksander V. Baranov✉

JSC «SPE «SALUT», Nizhny Novgorod, Russia

✉ baranov.micros@yandex.ru

### Abstract

**Introduction.** Coupled two- or three-wire microstrip lines are often used to reduce a phase noise of voltage-controlled oscillators (VCOs). Unfortunately, the phase noise was not optimized depending on the lengths of a three-wire coupled microstrip lines.

**Aim.** For the three-wire coupled microstrip structure, the task of determining of the optimal lengths of its stabs was set. The stabs were corresponded to the reduced phase noise of the selected VCO.

**Materials and methods.** In the oscillator example, the resonator model with three electromagnetically coupled microstrip lines was studied. Herein the second line from the first and the third from the second line differed by the same physical length. The widths of the first and of the third lines were the same, and their coupling clearances with the second line were the same too. On the one hand, in this three-wire microstrip line short-end modes with a common ground electrode were implemented. On the other, at the ends of the first and of the third lines open-end modes were implemented. The free end of the second line is line input.

**Results.** For the considered oscillator, the basic formulas for calculating its frequency-setting elements and resonator model parameters were obtained. By these formulas the estimation of base contours impedances for two oscillators with three-coupled microstrip lines of the same and different lengths, and also for the oscillator using a two-coupled microstrip line was given. For comparison, the proposed VCO near the optimal difference in the three-wire line microstrips lengths had the base contour impedance phase steepness 2–4 times greater, as well as its modules graphs had the width 4–10 times less.

**Conclusion.** In comparison with the known VCOs, the possibility of obtaining lower phase noise spectrum levels at 6...10 dB/Hz in the designed oscillator with the calculated lengths of the selected three-coupled line microstrips was experimentally confirmed.

**Keywords:** voltage controlled oscillator, three-coupled microstrip line, coupled lines lengths

**For citation:** Baranov A. V. Low-Noise Voltage Controlled Oscillator with Coupled Microstrip Lines of Different Lengths. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2019, vol. 22, no. 6, pp. 64–74. doi: 10.32603/1993-8985-2019-22-6-64-74

**Conflict of interest.** Author declares no conflict of interest.

Submitted 27.08.2019; accepted 15.10.2019; published online 30.12.2019

**Введение.** В настоящее время известно достаточно большое количество публикаций, где в перестраиваемых по частоте автогенераторах (АГ) для улучшения их частотных свойств (расширения полосы перестройки частот и уменьшения уровня спектра фазовых шумов) используются связанные микрополосковые линии (МПЛ) передач (см., например [1–9]). В [1] установлено, что по сравнению с однопроводной МПЛ применение в колебательной системе двух связанных линий приводит к снижению спектральной плотности мощности фазовых шумов АГ на 3...4 дБ/Гц. Ранее подобный вывод сделан в [2],

где на основе аналитических выражений показано, что крутизна реактивного сопротивления параллельного резонанса одиночной линии ниже аналогичной величины, соответствующей двухпроводной связанной линии. В АГ [3] расширение полосы перестройки и уменьшение уровня фазовых шумов обусловлены использованием в связанных отрезках МПЛ вместо холостого хода режимов короткого замыкания, а также заменой полевого транзистора на биполярный. Рассматриваемые частотные характеристики могут быть также улучшены за счет возбуждения разных типов волн в связанных линиях АГ [4], где одно-

Маломощный перестраиваемый автогенератор

со связанными микрополосковыми линиями передач разной длины

Low-Noise Voltage Controlled Oscillator with Coupled Microstrip Lines of Different Lengths

временно реализуются два режима его работы, которые в [5] соответствуют емкостным трехточечным схемам генераторов Клаппа и Сейлера и обеспечивают минимальные изменения амплитуды колебаний в широком диапазоне перестройки частоты. Дальнейшее улучшение частотных характеристик может быть достигнуто путем использования в колебательных системах АГ многосвязанных микрополосковых структур [6–8]. К сожалению, в известных генераторных устройствах вопросы улучшения их частотных характеристик за счет оптимизации длины связи двух- и тем более трехпроводных линий в колебательных системах остаются малоизученными. В частности, при исследовании добротности колебательной системы АГ с двухпроводными МПЛ в [9] проведено 3D-моделирование, в результате которого получена конфигурация резонатора с фактически разной длиной связи между двумя проводниками. Вместе с тем в этом случае, а также при использовании трехпроводных микрополосковых структур вопросы улучшения частотных характеристик АГ за счет оптимизации длины их связи вообще не обсуждались. Кроме того, в литературе отсутствуют оценки уровней спектра фазовых шумов АГ, которые соответствуют разным длинам отрезков связанных МПЛ.

Объектом исследования в настоящей статье являются генераторные устройства, использующие трехсвязные МПЛ, отличающиеся друг от друга по длине. Изучение частотных свойств указанных устройств (в частности, уменьшения уровня спектра их фазовых шумов) проведем на примере АГ [10], принципиальная схема которого представлена на рис. 1. АГ выполнен по индуктивной трехточечной схеме на биполярном транзисторе VT1, который включен по схеме с общим эмиттером. При помощи резисторов  $R1$ – $R3$  устанавливается режим работы транзистора по постоянному току. Для развязки СВЧ-цепей по питанию используются индуктивность  $L1$  и конденсаторы  $C1$ ,  $C2$ . Оставшиеся элементы схемы являются частотозадающими. В большей степени эту функцию выполняют МПЛ  $Z1$ – $Z4$ , варикап VD1 и конденсаторы  $C3$ – $C8$ , в меньшей степени – МПЛ  $Z5$  и конденсатор  $C9$ , которые в основном служат для подавления на 50-омном выходе высших гармоник основной частоты. Для подачи запирающего напряжения на варикап VD1 используется положительная клемма источника управляющего напряжения, а для ввода напряжений смещений на транзистор – соответствующая клемма источника питания.

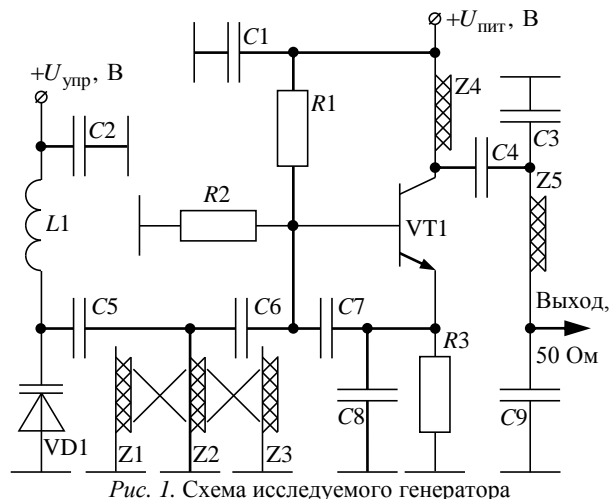


Рис. 1. Схема исследуемого генератора

На рис. 2 представлена модель электромагнитно-связанных МПЛ  $Z1$ – $Z3$  в виде трехпроводной линии передач, в которой линия  $Z2$  от линии  $Z1$ , а  $Z3$  от  $Z2$  отличаются на физическую длину  $l_\Delta$  (или соответствующую ей фазовую величину  $\Delta$ ). При этом ширины  $w$  линий  $Z1$  и  $Z3$  одинаковы и их зазоры связи  $s$  с линией  $Z2$  тоже. С правой стороны в рассматриваемой трехпроводной линии реализованы режимы короткого замыкания с общей шиной, а на левых входах  $Z1$  и  $Z3$  – режимы холостого хода. Свободный левый вывод линии  $Z2$  является входом трехпроводной линии передач, которая вместе с емкостями варикапа VD1 и конденсаторов  $C5$ ,  $C6$  образует базовый контур.

В модели трехпроводной линии на рис. 2 предполагается, что фазовые сдвиги, соответствующие распространению волн четного и нечетного типов в линии  $Z1$  и отрезке линии  $Z3$  длиной  $l_0$ , отличаются от набегов фаз в отрезке

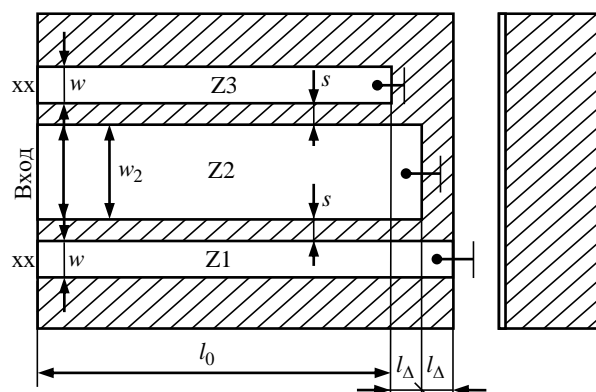


Рис. 2. Модель электромагнитно-связанных микрополосковых линий  $Z1$ – $Z3$  в виде трехпроводной линии передач

Fig. 2. Model of electromagnetically coupled microstrip lines  $Z1$ – $Z3$  in the form of a three-wire transmission line

линии Z2 этой же длины в  $n$  раз. Коэффициент  $n$  характеризует различие между фазовыми скоростями распространения основных типов волн в отрезках разного поперечного размера, связанное с неоднородностью диэлектрика. Аналогичные фазовые сдвиги в отрезках двухпроводной линии передачи длиной  $l_\Delta$ , которая является продолжением линий Z1 и Z2, считаются равными по величине при условии, что  $l_\Delta = l_0$ . В рассматриваемых предположениях указанные отрезки МПЛ и связанные полосковые линии разной физической длины предоставляют одинаковые возможности для реализации неуравновешенных связей между матрицами их первичных параметров, например между матрицами сопротивлений  $Z$  и проводимостей  $Y$ , когда  $Z \neq Y^{-1}$  [6].

Поскольку импедансы коллекторной и базовой цепей предложенного генератора носят индуктивный характер, а эмиттерной цепи – емкостный [10], в качестве модели рассматриваемого АГ используем индуктивную эквивалентную трехточечную схему с последовательной обратной связью (рис. 3). Данная звездообразная схема получена в [11] из типовой треугольной схемы индуктивной трехточки на основе общих взаимных условий эквивалентных преобразований треугольника сопротивлений в звезду и наоборот – преобразования сопротивлений звезды в треугольник. В выбранной модели (рис. 3) точки отмечены буквами  $a$ ,  $b$  и  $c$ , а в качестве центральной точки звезды используется общая шина АГ, представленная на рис. 1. Кроме активного элемента (АЭ) – транзистора VT1 – эквивалентная схема содержит два индуктивных  $L_6$ ,  $L_k$  элемента и один емкостный  $C_3$ . Этим элементам модели в рассматриваемом АГ соответствуют эквивалентные индуктивности коллекторного и базового контуров и эквивалентная емкость эмиттерной цепи. Эмиттерная цепь образована конденсатором C8 и конденсатором связи с базовым контуром

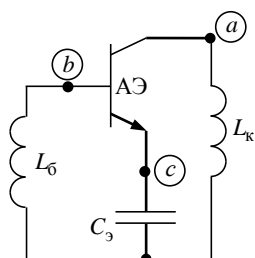


Рис. 3. Эквивалентная схема исследуемого генератора

Fig. 3. Equivalent diagram of the investigated generator

Малозумящий перестраиваемый автогенератор

со связанными микрополосковыми линиями передач разной длины

Low-Noise Voltage Controlled Oscillator with Coupled Microstrip Lines of Different Lengths

C7, а в состав коллекторного контура входят МПЛ Z4, Z5 и конденсаторы C3, C4, C9.

Целью исследования, представленного в настоящей публикации, является поиск оптимальных длин отрезков (или их разницы) трехпроводной связанной микрополосковой структуры (рис. 2), которые соответствуют пониженным уровням спектра фазовых шумов выбранного генераторного устройства.

**Методы и основные соотношения.** Для рассматриваемого АГ с эквивалентной схемой, представленной на рис. 3, частота генерации  $f_0$  находится из условия [10]

$$X_k X_3 + X_3 X_6 + X_k X_6 = 0,$$

где  $X_k = 2\pi f_0 L_k$ ,  $X_3 = -1/(2\pi f_0 C_3)$ ,  $X_6 = 2\pi f_0 L_6$ , и равна:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{L_k + L_6}{C_3 L_k L_6}}. \quad (1)$$

Таким образом, если параметры элементов удовлетворяют (1), реализуется индуктивная эквивалентная трехточечная схема АГ с последовательной обратной связью, которая приведена на рис. 3.

Рассчитаем входное сопротивление базового контура, при котором оно в соответствии с представленной на рис. 3 моделью носит индуктивный характер. Запишем этот импеданс в виде

$$Z_{6,k}(\theta_0, \Delta) = \frac{-j}{2\pi f_0 C_6} + \frac{1}{j2\pi f_0 C_\Sigma + 1/Z(\theta_0, \Delta)}, \quad (2)$$

где  $C_6$  – емкость конденсатора C6;  $C_\Sigma$  – суммарная емкость варикапа VD1 и конденсатора C5;  $\theta_0 = 2\pi l_0/\lambda$  – фазовый сдвиг, соответствующий физической длине  $l_0$  линии Z3;  $\Delta = 2\pi l_\Delta/\lambda$  – фазовый сдвиг, соответствующий физической длине  $l_\Delta$ ;  $Z(\theta_0, \Delta)$  – входное комплексное сопротивление связанных МПЛ (рис. 2), причем  $\lambda$  – длина волны в диэлектрике. Для произвольно выбранного значения  $\theta_0$  и оптимальной величины  $\Delta_{opt}$ , определяемой из выражения

$$Z(\theta_0, \Delta_{opt}) - \frac{j}{2\pi f_0 C_\Sigma} = 0, \quad (3)$$

сопротивление  $Z_{6,k}(\theta_0, \Delta)$  носит индуктивный характер и достигает максимума при  $\Delta \rightarrow \Delta_{opt}$ .

Рассчитаем сопротивление  $Z(\theta_0, \Delta)$  связанной микрополосковой структуры (см. рис. 2). Для этого представим трехпроводную линию из отрезков разной длины в виде трех последовательно соединенных частей: трехпроводной линии, выполненной на неоднородном диэлектрике, с одинаковой длиной отрезков  $l_0$ , а также коротких отрезков двухпроводной и однопроводной линий с длинами  $l_\Delta \ll l_0$ , в пределах которых можно считать диэлектрик однородным. Такой переход (от связанных МПЛ с разной физической длиной в области электромагнитной связи к связанным МПЛ с неоднородным в поперечном сечении диэлектриком) правомерен с точки зрения одинаковых возможностей реализации неуравновешенных связей между матрицами первичных параметров, например между матрицами сопротивлений  $Z$  и проводимостей  $Y$ , когда  $Z \neq Y^{-1}$  [6].

Указанные составные части исходной трехпроводной линии являются двенадцати-, восьми- и четырехполюсным элементами, соединенными между собой последовательно. Перемножив известные матрицы передач каскадно-соединенных двенадцати-, восьми- и четырехполюсников [12] с учетом выбранных граничных условий, найдем выражение для входного сопротивления представленной на рис. 2 микрополосковой структуры [13]:

$$Z(\theta_0, \Delta) = N/D,$$

где

$$N = (a_{22}a_{12}^\Delta + a_{23}a_{22}^\Delta + a_{25}a_{32}^\Delta + a_{26}a_{42}^\Delta) j\rho \sin \Delta + (a_{22}a_{13}^\Delta + a_{23}a_{23}^\Delta + a_{25}a_{33}^\Delta + a_{26}a_{43}^\Delta) \cos \Delta; \quad (4)$$

$$D = (a_{52}a_{12}^\Delta + a_{53}a_{22}^\Delta + a_{55}a_{32}^\Delta + a_{56}a_{42}^\Delta) j\rho \sin \Delta + (a_{52}a_{13}^\Delta + a_{53}a_{23}^\Delta + a_{55}a_{33}^\Delta + a_{56}a_{43}^\Delta) \cos \Delta, \quad (5)$$

причем  $a_{ij}$ ,  $a_{ij}^\Delta$  – элементы матриц передачи двенадцати- и восьмиполюсников соответственно;  $\rho$  – волновое сопротивление однопроводного отрезка линии длиной  $l_\Delta$ , который является продолжением входящего в состав линии Z1 первого отрезка двухпроводной линии длиной  $l_\Delta$ .

Для двух неодинаковых связанных линий с однородным диэлектриком, когда коэффициенты распространения волн двух типов возбуждения  $\gamma$  равны между собой, элементы матрицы передачи восьмиполюсника  $a_{ij}^\Delta$  в (4), (5) имеют вид

$$\begin{aligned} a_{12}^\Delta &= a_{22}^\Delta = a_{33}^\Delta = a_{43}^\Delta = \cosh \Delta; \\ a_{13}^\Delta &= \sinh \Delta / Y_1^\Delta; \quad a_{23}^\Delta = \sinh \Delta / Y_2^\Delta; \\ a_{32}^\Delta &= Y_1^\Delta \sinh \Delta; \quad a_{42}^\Delta = Y_2^\Delta \sinh \Delta, \end{aligned}$$

где

$$Y_1^\Delta = (Y_{11}^\Delta + kY_{12}^\Delta) / \gamma; \quad Y_2^\Delta = (Y_{12}^\Delta + kY_{22}^\Delta) / \gamma,$$

причем  $k = (\gamma^2 - \alpha_{11}^\Delta) / \alpha_{12}^\Delta$ ;  $Y_{ij}^\Delta$ ,  $\alpha_{ij}^\Delta$  – элементы матрицы проводимости и произведения матриц сопротивления и проводимости соответственно. Выражения для  $a_{ij}^\Delta$  получены после раскрытия неопределенностей вида  $\{0/0\}$  в формулах элементов матрицы передачи  $A^\Delta$  для двухпроводной связанной полосковой линии, рассмотренной в [12].

Элементы  $a_{ij}$  матрицы передачи двенадцати-полюсника  $A$ , которые после применения в нем граничных условий остались в (4) ненулевыми, определяются следующим образом:

$$\begin{aligned} a_{23} &= \sum_{i=1}^3 k_{2i} c_{i3} \cosh \theta_i; \quad a_{25} = \sum_{i=1}^3 k_{2i} d_{i2} \sinh \theta_i; \\ a_{26} &= \sum_{i=1}^3 k_{2i} d_{i3} \sinh \theta_i; \quad a_{52} = \sum_{i=1}^3 m_{2i} c_{i2} Y_i \sinh \theta_i; \\ a_{22} &= a_{55} = \sum_{i=1}^3 k_{2i} c_{i2} \cosh \theta_i; \end{aligned}$$

$$a_{53} = \sum_{i=1}^3 m_{2i} c_{i3} Y_i \sinh \theta_i; \quad a_{56} = \sum_{i=1}^3 k_{3i} c_{i2} \cosh \theta_i,$$

где  $\theta_i = \gamma_i l_0$ , причем  $\gamma_i$  – коэффициент распространения  $i$ -й моды ( $i = 1, 2, 3$ ). Здесь используются принятые в [6] обозначения параметров трехпроводной связанной полосковой линии, описываемой матрицами нормированных амплитуд напряжения  $A_U$  и тока  $A_I$ :

$$A_U = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 \\ k_{21} & k_{22} & k_{23} \\ k_{31} & k_{32} & k_{33} \end{pmatrix}; \quad (6)$$

$$A_I = \begin{pmatrix} Y_1 & Y_2 & Y_3 \\ m_{21}Y_1 & m_{22}Y_2 & m_{23}Y_3 \\ m_{31}Y_1 & m_{32}Y_2 & m_{33}Y_3 \end{pmatrix}, \quad (7)$$

а также их обратными матрицами  $A_U^{-1}$ ,  $A_I^{-1}$  с элементами  $c_{ij}$  и  $d_{ij}$ .

Элементы матриц (6), (7) определяются как

$$\begin{aligned} k_{2i} &= \frac{\alpha_{23}\alpha_{31} - (\alpha_{33} - \gamma_i^2)\alpha_{21}}{\det}; \\ k_{3i} &= \frac{\alpha_{32}\alpha_{21} - (\alpha_{22} - \gamma_i^2)\alpha_{31}}{\det}; \\ Y_1 &= \frac{Y_{11} + k_{21}Y_{12} + k_{31}Y_{13}}{\gamma_1}; \\ Y_2 &= \frac{Y_{11} + k_{22}Y_{22} + k_{32}Y_{13}}{\gamma_2}; \\ Y_3 &= \frac{Y_{11} + k_{23}Y_{12} + k_{33}Y_{13}}{\gamma_3}; \\ m_{2i} &= \frac{\alpha_{32}\alpha_{13} - (\alpha_{33} - \gamma_i^2)\alpha_{12}}{\det}; \\ m_{3i} &= \frac{\alpha_{23}\alpha_{12} - (\alpha_{22} - \gamma_i^2)\alpha_{13}}{\det}, \end{aligned}$$

где  $Y_{ij}$ ,  $\alpha_{ij}$  – элементы матрицы проводимости и произведения матриц сопротивления и проводимости соответственно;  $\det$  – определитель произведения матриц сопротивления и проводимости. Элементы матриц (6), (7)  $k_{ij}$  и  $m_{ij}$  представляют собой коэффициенты пропорциональности между распространяющимися по линиям напряжениями и токами волн разных типов. С помощью используемых в (7) проводимостей  $Y_1$ ,  $Y_2$  и  $Y_3$  устанавливаются связи между нормированными амплитудами токов и напряжений в соответствующих им отрезках трехпроводной линии передач длиной  $l_0$  в процессе распространения разных типов волн.

Вычисление величин  $a_{ij}$  значительно упрощается при одинаковой ширине  $w$  отрезков линий Z1, Z3 и их зазоров  $s$  с линией Z2, когда  $\gamma_1 = \gamma_3 = \gamma$  и  $\gamma_2 = n\gamma$ ;  $k_{21} = k_{23}$ ;  $k_{31} = k_{33}$ ;  $m_{21} = m_{23}$ ;  $m_{31} = m_{33}$ ;  $Y_1 = Y_3$ , а также когда одновременно выполняются два условия, при которых нормированные амплитуды напряжения и тока в первом и третьем отрезках линий длиной  $l_0$  одинаковы, т. е. если  $k_{31} = 1$  и  $m_{31} = 1$ . В результате значения элементов матрицы  $a_{ij}$  определяются следующим образом:

$$\begin{aligned} a_{22} &= a_{55} = -\frac{k_{22}}{k_{21}} \cosh \theta_2; \quad a_{23} = -\frac{k_{22}}{k_{31}} \cosh \theta_2; \\ a_{25} &= -\frac{k_{22}}{m_{21}} \frac{\sinh \theta_2}{Y_2}; \quad a_{26} = -\frac{k_{22}}{m_{31}} \frac{\sinh \theta_2}{Y_2}; \end{aligned}$$

$$a_{52} = -\frac{m_{22}}{k_{21}} Y_2 \sinh \theta_2; \quad a_{53} = -\frac{m_{22}}{k_{31}} Y_2 \sinh \theta_2;$$

$$a_{56} = -\frac{k_{32}}{k_{21}} \cosh \theta_2,$$

где  $\theta_2 = n\theta_0$ , причем  $\theta_0 = 2\pi l_0/\lambda$  – фазовый сдвиг, соответствующий физической длине  $l_0$  отрезка МПЛ Z3.

Сгруппировав полученные произведения элементов матриц  $a_{ij}a_{ij}^\Delta$  в (4), (5) и поделив  $N$  и  $D$  на  $(-k_{22}/k_{21})\cos\Delta$  или  $(-k_{22}/m_{21})\cos\Delta$ , запишем выражение для входного сопротивления структуры, представленной на рис. 2, в новом виде:

$$Z(\theta_0, \Delta) = \frac{Z_1(\theta_0, \Delta) + Z_2(\theta_0, \Delta)}{Z_0(\theta_0, \Delta)}, \quad (8)$$

где

$$\begin{aligned} Z_1(\theta_0, \Delta) &= \left[ \frac{Y_{2\Delta}}{Y_2} (\sigma_1 + \sigma_2) \sinh(n\theta_0) \operatorname{tgh} \Delta + \right. \\ &\quad \left. + (1 + \sigma_3) \cosh(n\theta_0) \right] j\rho \sin \Delta; \\ Z_2(\theta_0, \Delta) &= \left[ \frac{1}{Y_{2\Delta}} \left( \frac{1}{\sigma_1} + \sigma_3 \right) \cosh(n\theta_0) \operatorname{tgh} \Delta + \right. \\ &\quad \left. + \frac{1}{Y_2} (1 + \sigma_2) \sinh(n\theta_0) \right] \cos \Delta; \\ Z_0(\theta_0, \Delta) &= \left[ \frac{Y_2}{Y_{2\Delta}} \left( \frac{1}{\sigma_1} + \sigma_3 \right) \sinh(n\theta_0) \operatorname{tgh} \Delta + \right. \\ &\quad \left. + (1 + \sigma_4) \cosh(n\theta_0) \right] \cos \Delta + \\ &\quad + \left\{ \left[ Y_2 (1 + \sigma_3) \sinh(n\theta_0) + \right. \right. \\ &\quad \left. \left. + Y_{2\Delta} (\sigma_1 + \sigma_4) \cosh(n\theta_0) \right] \operatorname{tgh} \Delta \right\} j\rho \sin \Delta, \end{aligned}$$

причем

$$\begin{aligned} \sigma_1 &= Y_1^\Delta / Y_2^\Delta; \\ \sigma_2 &= \frac{\alpha_{32}\alpha_{13} - (\alpha_{33} - \gamma^2)\alpha_{12}}{\alpha_{23}\alpha_{12} - (\alpha_{22} - \gamma^2)\alpha_{13}}; \\ \sigma_3 &= \frac{\alpha_{23}\alpha_{31} - (\alpha_{33} - \gamma^2)\alpha_{21}}{\alpha_{32}\alpha_{21} - (\alpha_{22} - \gamma^2)\alpha_{31}}; \\ \sigma_4 &= \frac{\alpha_{32}\alpha_{21} - [\alpha_{22} - (n\gamma)^2]\alpha_{31}}{\alpha_{23}\alpha_{31} - [\alpha_{33} - (n\gamma)^2]\alpha_{21}}. \end{aligned}$$

**Результаты.** Подставив (8) в (2) с заранее определенными значениями  $C_\Sigma$ ,  $C_6$ ,  $f_0$  и предварительно оценив величины  $\sigma_i$ ,  $Y_{1\Delta}$ ,  $Y_{2\Delta}$ ,  $Y_2$ , проанализируем поведение мнимой части и модуля входного сопротивления базового контура  $Z_{б.к}(\theta_0, \Delta)$  схемы (см. рис. 1) в зависимости от изменения малой величины  $\Delta \ll \theta_0$  при выбранных значениях  $n$ ,  $\theta_0$ . Затем сравним полученные характеристики с аналогичными зависимостями для подобной представленной на рис. 2 микрополосковой структуры с нулевой добавкой длины ( $l_\Delta = 0$ ). Кроме того, сравним их с характеристиками аналога [2], в котором используется двухпроводная структура полосковых линий, короткозамкнутых с одной стороны и с режимом холостого хода на одной из них с другой стороны. При этом выберем величину  $1/|Y_{1\Delta}|$  равной волновому сопротивлению линий  $Z_1$  (или  $\rho$ ), а значения  $1/|Y_{2\Delta}|$  и  $1/|Y_2|$  такими же, как и значение волнового сопротивления линии  $Z_2$  микрополосковой структуры на рис. 2. Другими словами, когда значения  $\theta_0$  равны  $\pi/5$  или  $\pi/3$  (в относительных длинах  $-l_0/\lambda = 1/10$  или  $1/6$ ), коэффициент  $n$  выбран 1.3 или 2, а значения модулей  $1/Y_2$  соответствуют 65 и 85 Ом, рассмотрим примеры резонансных систем, описываемых (2) и (8), в которых  $\rho = 130$  Ом,  $\sigma_1 = 0.5$ , а  $\sigma_2 = \sigma_3 = \sigma_4 = 1$ .

На рис. 4–6 приведены зависимости мнимых частей входных сопротивлений  $Z_k(\theta_0, \Delta)$  и их модулей для указанных трех типов резонансных контуров. Все характеристики рассчитаны на одной частоте  $f_0 = 1.08$  ГГц при одинаковых значениях  $C_6 = 1.8$  пФ и интервале изменения  $C_\Sigma = 2.35 \dots 2.5$  пФ. Значения параметров  $n$ ,  $\theta_0$  и  $1/|Y_2|$  приведены на рисунках.

Анализ импедансных характеристик, полученных для резонансного контура с МПЛ разной длины (кривые 1), показывает, что существуют оптимальные значения  $\Delta_{opt}$ , которым соответствуют максимальные положительные значения мнимых частей и модулей входных сопротивлений. При выбранных параметрах контура оптимальные значения  $\Delta_{opt}$  находятся в пределах от 0.069 до 0.081, что соответствует оптимальным физическим длинам  $l_{\Delta_{opt}} = 1.6 \dots 1.9$  мм.

При построении зависимостей  $Z_k(\theta_0, \Delta)$  для остальных схем МПЛ к  $\theta_0$  добавлены дополнительные фазовые сдвиги  $\varphi_0$ , с помощью которых максимальные значения мнимых частей и модулей входных сопротивлений для этих резонансных систем совмещаются с аналогичными характеристиками резонансного контура с МПЛ разной длины с оптимальными значениями  $\Delta_{opt}$ . В результате такого совмещения можно отметить следующее. Во-первых, импедансные характеристики ( $\text{Im}Z_k(\theta_0, \Delta)$  и  $|Z_k(\theta_0, \Delta)|$ ) ухудшаются при увеличении значений  $n$  и  $\theta_0$ . Так, при увеличении  $\theta_0$  с  $\pi/5$  до  $\pi/3$  (рис. 5 и 6) крутизна зависимости  $\text{Im}Z_k(\Delta)$  вблизи  $\Delta_{opt}$  уменьшается до 2 раз, а ширина графика  $|Z_k(\Delta)|$  по уровню 40 кОм – до 4 раз. Приблизительно так же ведут себя импедансные характеристики при увеличении  $n$  с 1.3 до 2.0 (рис. 4 и 5). Отсюда следует, что для максимального понижения фазовых шумов АГ достаточно, чтобы характерные длины  $l_0$  не превышали  $\lambda/8$ . При этом диэлектрик также может быть слабо неоднородным, что соответствует  $n < 1.3$ . Во-вторых, резонансный контур, использующий предложенную структуру МПЛ разной длины, обладает существенно большими возможностями для увеличения нагруженной добротности колебательной системы АГ. Причем это увеличение достигается не за счет высокой собственной добротности ненагруженного контура, а схемотехническим путем, когда колебательная система преобразуется в эквивалентную многоконтурную структуру. Подтверждением этому вблизи  $\Delta_{opt}$  на рис. 4–6 в предложенном генераторе служат большая в 2–4 раза крутизна зависимостей  $\text{Im}Z_k(\Delta)$ , а также меньшая в 4–10 раз ширина зависимости  $|Z_k(\Delta)|$  по уровню 40 кОм. Такой вид зависимостей на рис. 4–6 соответствует выводам работы [2] и приводит к повышению нагруженной добротности колебательной системы, по крайней мере, в 2–4 раза.

Рассмотрим разработку макета АГ с параметрами резонансной системы, близкими к установленным при расчете импедансных характеристик, представленных на рис. 5:  $n = 2.0$ ;  $\theta_0 = \pi/6$ ;  $l_0 = 13.3$  мм;  $\Delta_{opt} = 0.068$ ;  $l_{\Delta_{opt}} = 1.6$  мм.

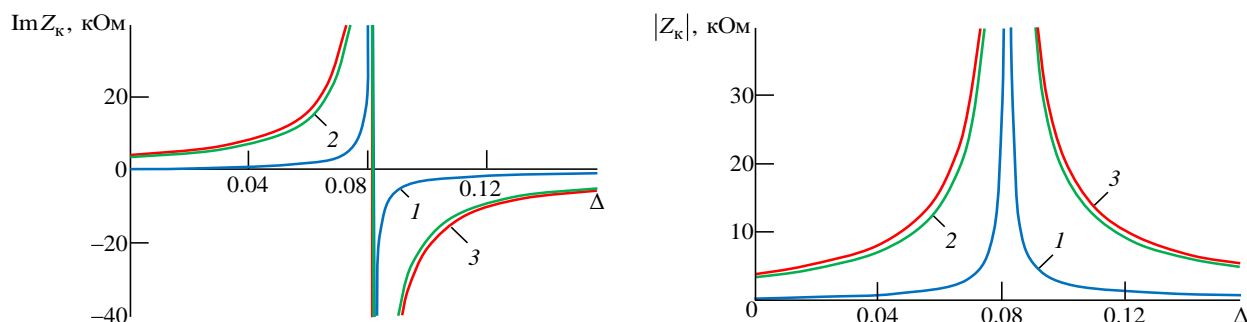


Рис. 4. Входное сопротивление базового контура генератора при  $n=1.3$ ,  $\theta_0 = \pi/5$  и  $1/|Y_2| = 85 \text{ Ом}$ :

1 – предложенная трехполосковая схема с линиями разной длины; 2 – трехполосковая схема с линиями одинаковой длины; 3 – двухполосковая схема [2]

Fig. 4. Input impedance of the generator base loop with  $n=1.3$ ,  $\theta_0 = \pi/5$  и  $1/|Y_2| = 85 \text{ }\Omega$ :

1 – the proposed three-strip scheme with lines of different lengths; 2 – three-strip scheme with lines of the same length; 3 – double-strip circuit [2]

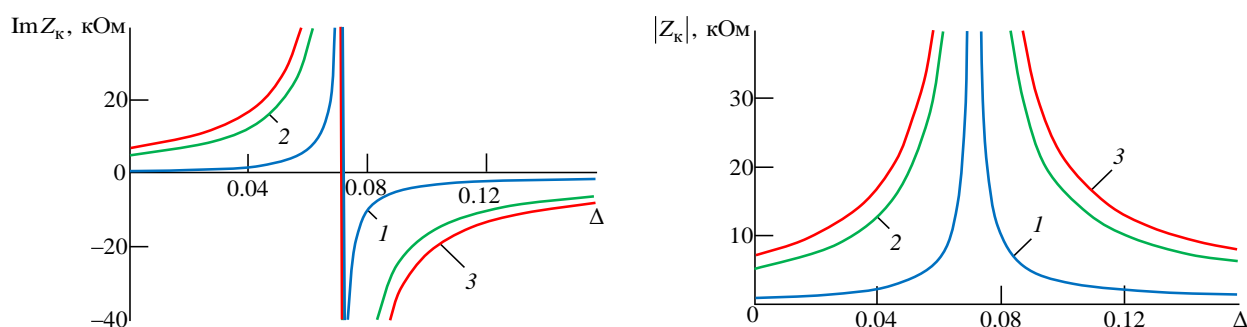


Рис. 5. Входное сопротивление базового контура генератора при  $n=2.0$ ,  $\theta_0 = \pi/5$  и  $1/|Y_2| = 65 \text{ Ом}$ :

1 – предложенная трехполосковая схема с линиями разной длины; 2 – трехполосковая схема с линиями одинаковой длины; 3 – двухполосковая схема [2]

Fig. 5. Input impedance of the generator base loop with  $n=2.0$ ,  $\theta_0 = \pi/5$  и  $1/|Y_2| = 65 \text{ }\Omega$ :

1 – the proposed three-strip scheme with lines of different lengths; 2 – three-strip scheme with lines of the same length; 3 – double-strip circuit [2]

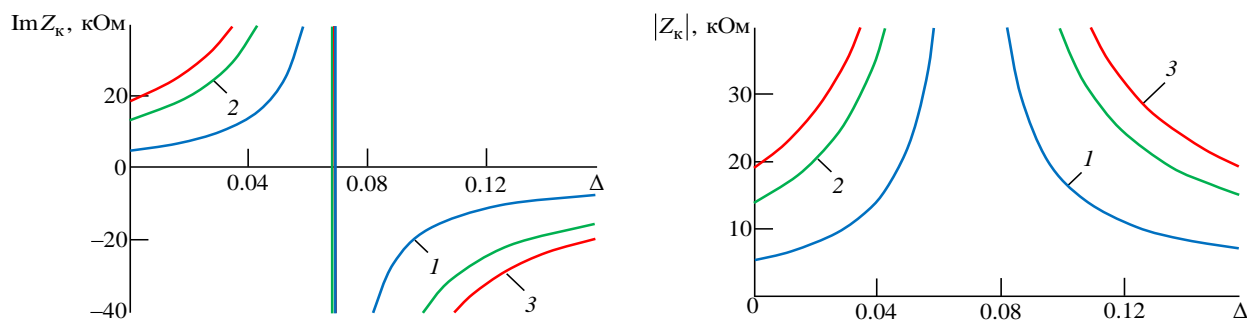


Рис. 6. Входное сопротивление базового контура генератора при  $n=2.0$ ,  $\theta_0 = \pi/3$  и  $1/|Y_2| = 65 \text{ Ом}$ :

1 – предложенная трехполосковая схема с линиями разной длины; 2 – трехполосковая схема с линиями одинаковой длины; 3 – двухполосковая схема [2]

Fig. 6. Input impedance of the generator base loop with  $n=2.0$ ,  $\theta_0 = \pi/3$  и  $1/|Y_2| = 65 \text{ }\Omega$ :

1 – the proposed three-strip scheme with lines of different lengths; 2 – three-strip scheme with lines of the same length; 3 – double-strip circuit [2]

Предварительно по (1)–(3) рассчитаем параметры элементов схемы, а затем уточним их значения, используя известный прием проектирования АГ [9]. Его суть состоит в том, чтобы реализовать суммарную входную проводимость на базе тран-

зистора VT1 равной нулю. При этом параметры всех элементов схемы АГ, представленной на рис. 1, можно определить вновь, используя справочные данные о S-параметрах для выбранного транзистора 2Т682А-2. В соответствии с методи-



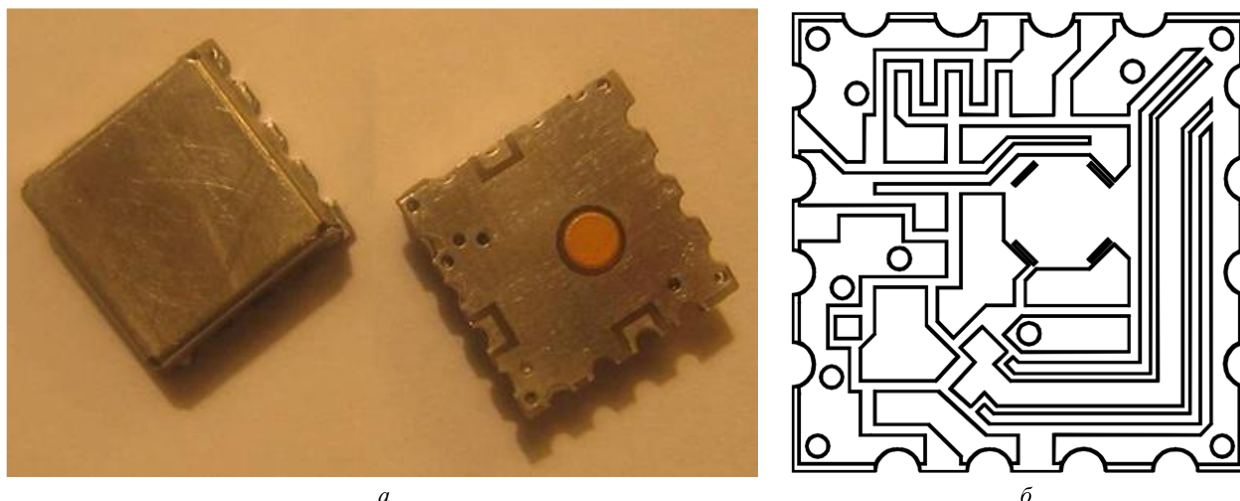


Рис. 7. Разработанный автогенератор: а – внешний вид; б – топология печатной платы

Fig. 7. Developed auto-generator: a – appearance; b – printed circuit board topology

кой [10] результатом оптимизации уточненных параметров элементов схемы АГ является одновременное выполнение на расчетной частоте около 1.08 ГГц приблизительного равенства нулю действительной и мнимой частей суммарной проводимости. Такой прием проектирования АГ применяется для индуктивной трехточечной схемы генераторных устройств с параллельной обратной связью, которая эквивалентна их звездобразной схеме, представленной на рис. 3 [11]. Минимальные величины суммарной проводимости обеспечиваются при следующих уточненных параметрах элементов:  $C_3 = C_7 = 3.9$  пФ,  $C_4 = 2.0$  пФ,  $C_8 = 8.2$  пФ,  $C_6 = C_9 = 1.8$  пФ. Суммарная емкость конденсатора  $C_5$  и варикапа VD1 типа 2B169A9 меняется в пределах от 1.45 до 2.5 пФ. Индуктивность развязывающего элемента  $L_1$  принята равной 82 нГн, а блокирующие конденсаторы  $C_1$  и  $C_2$  имеют емкости 330 и 100 пФ соответственно. Сопротивления резисторов составляют:  $R_1 = 1.5$  кОм,  $R_2 = 1.0$  кОм,  $R_3 = 75$  Ом. Длина МПЛ Z4 составляет 5.8 мм, МПЛ Z5 имеет длину 9.5 мм, а длины связанных МПЛ Z1, Z2 и Z3 равны 13.3, 14.9 и 16.5 мм соответственно. Основной полосок МПЛ Z2 имеет ширину 0.7 мм при зазорах между МПЛ Z1, Z3 0.2 мм. Ширина всех остальных отрезков составляет 0.3 мм при толщине 0.8 мм. МПЛ выполнены на стеклотекстолитовой подложке типа FR-4.

Таким образом, разработан управляемый напряжением генератор в соответствии со схемой, представленной на рис. 1, с резонансной системой на трех связанных МПЛ передач, отлича-

ющихся друг от друга на оптимальную длину. Фотография разработанного устройства приведена на рис. 7, а. Топология печатной платы АГ с вариантом реализации трехпроводной связанной МПЛ с отрезками разной длины представлена на рис. 7, б.

Разработанный генератор с выходной мощностью 0.7...1.2 мВт перестраивается в диапазоне частот от 1.03 до 1.09 ГГц при изменении управляющего напряжения от 0.5 до 12 В. В указанном частотном диапазоне спектральная плотность мощности фазовых шумов при отстройках 10 и 100 кГц составляет  $-101$  и  $-123$  дБ/Гц, что на 6...10 дБ/Гц ниже типовых уровней фазовых шумов генератора, работающего в том же режиме, выполненного по той же схеме и на том же транзисторе, но с использованием однопроводной МПЛ.

Генератор имеет напряжение питания +5 В, потребляемый ток 16 мА.

В генераторе применены комплектующие элементы только отечественного производства. Расположение контактных площадок вводов питающего и управляющего напряжений и выходного сигнала, габаритные размеры корпуса в генераторе полностью, а его типовые характеристики в основном соответствуют импортному аналогу ROS-1100V [14].

**Заключение.** Проведенные исследования подтверждают возможность уменьшения уровня спектра фазовых шумов АГ, перестраиваемых напряжением, за счет выбора оптимальных соотношений длин связи в используемых трехпроводных МПЛ передач. Для выбранной схемы АГ (см. рис. 1), в котором использована модель микрополосковой структуры (см. рис. 2), получены

основные формулы (1)–(3) и (8) для расчета его частотозадающих элементов и параметров отрезков трехсвязных МПЛ. С их помощью дана оценка входных сопротивлений базовых контуров  $Z_k(\theta_0, \Delta)$  рассмотренных АГ с трехсвязанными линиями одинаковой и разной длины, а также АГ, использующего двухсвязную МПЛ. По сравнению с известными устройствами предлагаемый АГ вблизи оптимальной разницы в длинах отрезков трехпроводной линии обладает в 2–4 раза большей крутизной функций  $\text{Im}Z_k(\Delta)$ , а также в 4–10 раз меньшей шириной графиков  $|Z_k(\Delta)|$ . Если в качестве оценки уровня фазовых шумов генератора использовать шумы его простой модели [15], то при прочих равных с другими генераторами условиях (одинаковых входных мощностях усилителей при согласовании с источниками, коэффициентах шума усилителей и собственных добротностей ненагруженных контуров) спектральная плотность мощности фазовых шумов предлагаемого устройства становится в 4–16 раз

ниже. Таким образом, по сравнению с АГ, неоптимизированными по длине связи микрополосковых структур, спектральная плотность мощности фазовых шумов предлагаемого устройства согласно расчету уменьшается на 6...12 дБ/Гц. Экспериментально подтверждено уменьшение этого параметра на 6...10 дБ/Гц.

Оптимизация длины связи между отрезками трехпроводной линии колебательного контура АГ представляет собой новый схемотехнический прием уменьшения уровня спектра его фазовых шумов [13]. С его помощью в АГ по-новому раскрывается характерный для многосвязных микрополосковых структур эффект многоконтурности, результатом которого является увеличение нагруженной добротности колебательной системы, причем степень проявления этого эффекта практически не зависит от значений  $n$  и  $\theta_0$ . Таким образом, если параметры элементов в предложенном на рис. 1 устройстве выбрать в соответствии с (1)–(3) и (8), то будет гарантировано снижение уровня их фазовых шумов.

### Список литературы

1. Sevimli O., Archer J. W., Griffiths G. J. GaAs HEMT monolithic voltage-controlled oscillators at 20 and 30 GHz incorporating Schottky-varactor frequency tuning // IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques. 1998. Vol. MTT-46, iss. 10. P. 1572–1576. doi: 10.1109/22.721167
2. Аристархов Г. М., Пашнин В. И. Стабилизация частоты микрополосковых автогенераторов СВЧ при помощи систем связанных линий с неравными фазовыми скоростями // Электронная техника. Сер. 10. Микроэлектронные устройства. 1984. Вып. 2(44). С. 5–11.
3. US Pat. 5,942,950 A. I.CI. H03B 1/00, H03N 5/12, H03B 5/18 (2006.01). Varactor Tuned Strip Line Resonator and VCO Using Same / J. L. Merenda. Publ. 19.11.1998.
4. Rogers R. G. A Dual Mode Tuning Circuit for Microwave Transistor Oscillators // IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques. 1977. Vol. MTT-25, iss. 2. P. 120–127. doi: 10.1109/TMTT.1977.1129051
5. Grebennikov A. RF and microwave transistor oscillator design. Chichester, England: John Wiley & Sons, Ltd, 2007. 441 p.
6. Малютин Н. Д. Многосвязные полосковые структуры и устройства на их основе. Томск: Изд-во Томского ун-та, 1990. 164 с.
7. US Pat. 7,365,612 B2. I.CI. H03L 23/66, H03B 5/18, H03B 9/14 (2006.01). Low Noise, Hybrid Tuned Wideband Voltage Controlled Oscillator / U. L. Rohde, A. K. Poddar, R. Rebel, P. Patel, K. J. Schoepf. Publ. 29.04.2008.
8. Hofbauer G. A. A Low Noise Wideband Microwave Oscillator using a Tunable Microstrip Compline Filter // Microwave J. 2003. Vol. 46, № 2. P. 82–97.
9. Rohde U. L., Poddar A. K., Böck G. The Design of Modern Microwave Oscillators for Wireless Applications. New Jersey, USA: John Wiley & Sons, Inc., 2005. 543 p.
10. Баранов А. В., Козиков А. Л. Взаимодополняющие приемы проектирования трехточечных СВЧ-автогенераторов // Электронная техника. Сер. 1. СВЧ-техника. 2018. Вып. 3(538). С. 75–82.
11. Баранов А. В. Частные и обобщенные эквивалентные трехточечные схемы СВЧ-автогенераторов // Электронная техника. Сер. 1. СВЧ-техника. 2017. Вып. 1 (532). С. 18–25.
12. Малютин Н. Д. Матричные параметры неоднородных связанных полосковых линий с неоднородным диэлектриком // Радиотехника и электроника. 1976. Т. 21, № 12. С. 2473–2478.
13. Пат. RU 2696207 C1 H03B 5/00 (2006.01) Переключаемый генератор со связанными микрополосковыми линиями / А. В. Баранов; опубл. 31.07.2019. Бюл. № 22.
14. Datasheet. Mini-Circuits. Voltage controlled oscillator ROS-1100V. URL: <https://www.minicircuits.com/products/oscillators/datasheetROS-1100V> (дата обращения 07.08.2019)
15. Leeson D. A Simple Model of Feedback Oscillator Noise Spectrum // Proc. of the IEEE. 1966. Vol. 54, № 2. P. 329–332.

## Информация об авторе

**Баранов Александр Владимирович** – доктор технических наук (2013), ведущий научный сотрудник АО «НПП "Салют"» (Нижний Новгород). Автор более 70 научных работ. Область научных интересов – разработка в СВЧ-диапазоне усилителей мощности, усилителей-ограничителей, автогенераторов и генераторов, управляемых напряжением.

Адрес: АО «НПП "Салют"», ул. Ларина, д. 7, Нижний Новгород, 603950, Россия

E-mail: baranov.micros@yandex.ru

<https://orcid.org/0000-0002-0512-7532>

---

## References

1. Sevimli O., Archer J. W., Griffiths G. J. GaAs HEMT Monolithic Voltage-Controlled Oscillators at 20 and 30 GHz Incorporating Schottky-Varactor Frequency Tuning. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 1998, vol. MTT-46, iss. 10, pp. 1572–1576. doi: 10.1109/22.721167
2. Aristarhov G. M., Pashnin V. I. Frequency Stabilization of Microstrip Oscillators by Means of Systems of Coupled Lines with Unequal Phase Velocities. *Elektronnaya tekhnika. Series 10. Mikroelektronnyye ustroystva* [Journal Electronic Engineering. Series 10. Microwave Devices]. 1984, iss. 2 (44), pp. 5–11. (In Russ.)
3. Merenda J. L. Varactor Tuned Strip Line Resonator and VCO Using Same. Patent US5942950A, H03 B1/00, H03 H5/12, H03 B5/18 (2006.01) 24 august 1999.
4. Rogers R. G. A Dual Mode Tuning Circuit for Microwave Transistor Oscillators. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 1977, vol. MTT-25, iss. 2, pp. 120–127. doi: 10.1109/TMTT.1977.1129051
5. Grebennikov A. RF and Microwave Transistor Oscillator Design. Chichester, England, John Wiley & Sons, Ltd, 2007, 441 p.
6. Malyutin N. D. *Mnogosvyaznye poloskovyye struktury i ustroystva na nih* [Multi-Coupled Microstrip Structures and Devices Based on Them]. Tomsk, *Izd-vo Tomskogo universiteta*, 1990, 164 p. (In Russ.)
7. Rohde U. L., Poddar A. K., Rebel R., Patel P., Schoepf K. J. Low Noise, Hybrid Tuned Wideband Voltage Controlled Oscillator. Patent US7365612 B2, H03 L23/66, H03 B5/18, H03 B9/14 (2006.01). 29 April 2008.
8. Hofbauer G. A. A Low Noise Wideband Microwave Oscillator Using a Tunable Microstrip Combline Filter. Microwave J. 2003, vol. 46, no. 2, pp. 82–97.
9. Rohde U. L., Poddar A. K., Böck G. The Design of Modern Microwave Oscillators for Wireless Applications. New Jersey, USA, John Wiley & Sons, Inc., 2005, 543 p.
10. Baranov A. V., Kozikov A. L. Mutually Complementary Techniques for Designing Three-Points Microwave Oscillators. *Elektronnaya tekhnika. Series 1. SVCH-tekhnika* [Journal Electronic Engineering. Series 1. Microwave Engineering]. 2018, iss. 3(538), pp. 75–82. (In Russ.)
11. Baranov A. V. Particular and Generalized Equivalent Three-Point Circuits of Microwave Self-Excited Oscillators. *Elektronnaya tekhnika. Series 1. SVCH-tekhnika* [Journal Electronic Engineering. Series 1. Microwave Engineering]. 2017, iss. 1(532), pp. 18–25. (In Russ.)
12. Malyutin N. D. Matrix Parameters of Unequal Coupled Microstrip Lines with Inhomogeneous Dielectric. *Radiotekhnika i Elektronika* [Journal Radioengineering and Electronics]. 1976, vol. 21, no. 12, pp. 2473–2478. (In Russ.)
13. Baranov A. V. Voltage-Controlled Oscillator with Coupled Microstrip Lines. Patent RF, no. 2696207C1 H03 B 5/00 (2006.01), publ. 31.07.2019, bull. no. 22. (In Russ.)
14. Datasheet. Mini-Circuits, Voltage Controlled Oscillator ROS-1100V. Available at: <https://www.minicircuits.com/products/oscillators/datasheetROS-1100V> (accessed 07.08.2019)
15. Leeson D. A Simple Model of Feedback Oscillator Noise Spectrum. Proc. of the IEEE. 1966, vol. 54, no. 2, pp. 329–332.

## Information about the author

**Aleksander V. Baranov**, Dr. Sci. (Eng.) (2013), leading researcher of Nizhny Novgorod JSC «SPE "SALUT"». The author of more than 70 scientific publications. Area of expertise: design of microwave power amplifiers, limiting amplifiers, oscillators and voltage-controlled oscillators.

Address: JSC «SPE "SALUT"», 7 Larina Str., Nizhny Novgorod 603950, Russia

E-mail: baranov.micros@yandex.ru

<https://orcid.org/0000-0002-0512-7532>

---